



19 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

12 **Offenlegungsschrift**  
10 **DE 43 24 119 A 1**

51 Int. Cl.<sup>5</sup>:  
**G 01 D 5/14**  
G 01 D 3/04  
G 01 L 21/12  
G 01 L 19/04

21 Aktenzeichen: P 43 24 119.0  
22 Anmeldetag: 19. 7. 93  
43 Offenlegungstag: 27. 1. 94

DE 4324119 A 1

30 Unionspriorität: 32 33 31  
20.07.92 CH 02278/92

71 Anmelder:  
Balzers AG, Balzers, LI

74 Vertreter:  
Moll, W., Dipl.-Phys. Dr.rer.nat.; Glawe, U.,  
Dipl.-Phys. Dr.rer.nat., 80538 München; Delfs, K.,  
Dipl.-Ing.; Mengdehl, U., Dipl.-Chem. Dr.rer.nat.;  
Niebuhr, H., Dipl.-Phys. Dr.phil.habil., 20148  
Hamburg; Merkau, B., Dipl.-Phys., Pat.-Anwälte,  
80538 München

72 Erfinder:  
Stocker, Rudolf, Azmoos, CH

54 Verfahren zur Wandlung eines gemessenen Signals, Wandler sowie Messanordnung und  
Pirani-Messschaltung

DE 4324119 A 1

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

BUNDESDRUCKEREI 11. 93 308 064/515

16/47

## Beschreibung

Die vorliegende Erfindung betrifft ein Verfahren nach dem Oberbegriff von Anspruch 1 bzw. einen Wandler nach demjenigen von Anspruch 6, eine Meßanordnung nach demjenigen von Anspruch 13 sowie eine Pirani-Meßschaltung nach demjenigen von Anspruch 16.

Im ganzen Gebiet der Sensorik ist die Tendenz zu beobachten, immer mehr Aufgaben, die früher in einem Auswertegerät erfüllt wurden, in den Meßkopf bzw. den Meßwertaufnehmer zu verlegen. So werden z. B. immer mehr aktive Meßbrücken, Signalverstärker bzw. Verarbeitungsschaltungen sowie Linearisierungsschaltungen, Analog/Digitalwandler etc. in den Meßkopf verlegt. Dies ist seit einiger Zeit auch bei Sensoren für die Totaldruckmessung festzustellen. Dadurch werden die Vorteile erwirkt daß auf kleinem Raum, thermisch gekoppelt, eine bessere und stabilere Anpassung der Auswerteelektronik an den eigentlichen Sensor erreichbar ist, eingekoppelte Signalfehler auf der Übertragungstrecke zwischen Sensor und Auswertegerät wegfallen, Meßkopf-Ausgangssignale, Speisungen etc. so normiert werden können, daß an normierten Schnittstellen eines Auswertegerätes verschiedene Meßköpfe frei austauschbar sind, sogar verschiedene Meßkopftypen teilweise untereinander austauschbar sind.

Teilweise können derartige aktive Sensoren direkt an den Analog/Digitalwandlereingang von Auswertungsrechnern angeschlossen werden.

Obwohl die vorliegende Erfindung sich unter einem Aspekt generell auf gemessene Signale bezieht, welche in der nachfolgend durch (4b) dargestellten und erläuterten Abhängigkeit von einer interessierenden, vom Sensor erfaßten physikalischen Größe stehen, bezieht sie sich insbesondere auf die Auswertung von Meßsignalen, die bei Heißdraht-Vakuummeter abgegriffen werden, sog. Pirani-Vakuummeter.

Üblicherweise weisen Vakuummeter Ausgangssignale auf, welche in Meßprinzip-spezifischer Art vom sensorseitig erfaßten Druck abhängen. Dies bedeutet, daß das Ausgangssignal der Meßköpfe erst über eine Kalibrierkurve bzw. Kalibriertabelle in Druckwerte umgesetzt werden muß. Da die Wärmeleitfähigkeit von Gasen, die grundsätzlich ausgewertet wird, sowohl bei tiefen Drucken, unterhalb ca.  $10^{-2}$  mbar, sowie bei hohen Drucken, über ca. 10 mbar, asymptotisch an konstante Werte läuft und mithin in diesen Bereichen die Leitfähigkeits-Abhängigkeit vom Druck gering, die Abhängigkeitskurve flach wird, ist insbesondere dort die Meßempfindlichkeit schlecht. In diesen Bereichen ist die Messung vermehrt anfällig auf Störungen, aufgrund des dort schlechten Signal/Noise-Verhältnisses.

Soll auch in diesen Bereichen gemessen werden, unter Einsatz von Analog/Digitalwandlern, so müssen diese dafür eine hohe Auflösung und Genauigkeit aufweisen, was aufgrund des Quantisierungsfehlers eine hohe Stufenzahl der A/D-Wandler erfordert.

Die vorliegende Erfindung bezweckt unter ihrem einen Aspekt, aus einem Meßsignal obgenannter Art, insbesondere aus dem von einer Heißdraht-Vakuummeteranordnung abgegriffenen Signal, auf einfache Art und Weise eine einfach interpretierbare Ausgangssignalcharakteristik zu schaffen, einfach interpretierbar in dem Sinne, als daß man einfach daraus auf die interessierende, vom Sensor aufgenommene Größe schließen können.

Dabei soll weiter bezüglich der interessierenden Größe, wie bei einem Vakuummeter bezüglich des gemessenen Druckes, ein großer Meßbereich, vorzugsweise über sechs Dekaden und mehr, erreicht werden, mit einer Genauigkeit in der Größenordnung von 10%.

Aus der US-A-4 983 863 ist es bekannt, zwei zum natürlichen Logarithmus ( $\ln$ ) zweier Eingangssignale proportionale Signale durch Ausnutzung der Basisspannung zweier Bipolartransistoren zu bilden und diese zu subtrahieren, so daß ein Signal erhalten wird, das dem  $\ln$  des Eingangssignalquotienten entspricht. Damit wird ein Ausgangssignal geschaffen, das direkt proportional zum  $\ln$  des Eingangssignalquotienten ist.

Im weiteren wird auf die DE-A-37 42 334, die GB-A-2 105 047, die der DE-A-32 30 405 (unten abgehandelt) entspricht, sowie auf die US-A-2 030 956.

Dies wird bei Vorgehen nach dem Wortlaut von Anspruch 1 erreicht.

Gegenüber einem bekannten Ansatz zur Entzerrung der Abhängigkeit zwischen gemessenen Größen, insbesondere der Spannung an einem Pirani-Meter, und der interessierenden, dort dem Druck, mittels Diodennetzwerken, ist der durch das erfindungsgemäße Vorgehen bewirkte Aufwand äußerst gering, die Welligkeit der Kennlinie ist wesentlich geringer, und zudem sind Drücke über einen wesentlich größeren Bereich mit erwünschter Genauigkeit erfaßbar.

Im Gegensatz zu einem weiteren bekannten Vorgehen, in einem eingeschränkten Druckbereich von ca.  $10^{-4}$  bis 1 mbar mit Hilfe analoger Multiplikationstechniken ein linear vom Druck abhängiges Ausgangssignal zu erreichen, wie aus H.R. Hidber et al., Rev. Sci. Instrum. 47, S. 912 (1976), bekannt, ergibt sich dank der erfindungsgemäß realisierten logarithmischen Druckabhängigkeit, bei vorgegebenem Signalhub von Auswertungsverstärkern, ein wesentlich größerer Meßbereich.

Auch der Einsatz analoger Logarithmierer, wie aus M. Wutz et al., "Theorie und Praxis der Vakuumtechnik", F. Vieweg & Sohn, Braunschweig, 1988, S. 413, bekannt, ermöglicht nur die Auswertung in einem Druckbereich von  $5 \cdot 10^{-3}$  mbar bis 10 mbar.

Gemäß der vorliegenden Erfindung soll, wie erwähnt, ein über mehr als sechs Dekaden änderndes, interessierendes Signal erfaßbar sein, d. h. an einem Heißdraht-Vakuummeter ein Druckbereich von mindestens  $10^{-3}$  bis  $10^3$  mbar.

Bevorzugte Ausführungsvarianten des erfindungsgemäßen Verfahrens sind in den Ansprüchen 2 bis 5, ein erfindungsgemäßer Wandler in Anspruch 6, bevorzugte Ausführungsvarianten davon in den Ansprüchen 7 bis 12 spezifiziert.

Im weiteren wird, dem Wortlaut von Anspruch 13 folgend, vorgeschlagen, einen Sensor, welcher ein zu messendes Signal abgibt, welches, wie in Anspruch 1 spezifiziert, mit einer interessierenden Größe zusammen-

hängt, mit einem erfindungsgemäßen Wandler zu kombinieren, womit ein Satz aufeinander abgestimmter Meßwertaufnehmer/Auswertelektronik-Einheit geschaffen wird.

Eine bevorzugte Ausführungsvariante einer solchen Meßanordnung, als Satz, zeichnet sich weiter nach dem Wortlaut von Anspruch 14 bzw. 15 aus.

Unter einem zweiten Aspekt geht die vorliegende Erfindung von einer bekannten Pirani-Meßbrückenschaltung aus, wie sie in Wutz et al., "Theorie und Praxis der Vakuumtechnik", F. Vieweg & Sohn, Braunschweig, 1988, S. 413, dargestellt ist. Dabei wird das Pirani-Element in den einen Zweig einer Wheatstone-Brücke geschaltet. Über der einen Brückendiagonale wird, als Brückenbetriebsspannung, die Ausgangsspannung eines Meßoperationsverstärkers angelegt, im Sinne einer Gegenkopplung. Der Eingang des als Differenzverstärker ausgebildeten Operationsverstärkers liegt an der zweiten Diagonale der Wheatstone-Brücke. Im einen Zweig der Wheatstone-Brücke ist ein Temperaturkompensationswiderstand vorgesehen, der manuell abgeglichen wird. Eine Temperaturkompensation wird deshalb vorgesehen, weil sich Änderungen der Umgebungstemperatur, auf das Pirani-Element, gleich auswirken wie Druckänderungen und mithin zu Meßfehlern führen. Mit der aus Wutz vorbekannten Temperaturkompensation kann letztere exakt nur bei einem Temperaturwert vorgenommen werden.

Aus der DE-PS-32 30 405 ist es nun weiter bekannt, zur automatischen Temperaturkompensation an einer Pirani-Meßschaltung im einen Brückenast, als Temperaturkompensationselement einen temperaturempfindlichen Widerstand vorzusehen, diesen mit einem weiteren thermischen zu koppeln, welcher, einem Eingang eines Additionsverstärkers vorgeschaltet, letzterem ein von einer Referenzspannung abgeleitetes Signal temperaturabhängig zuführt.

Unter dem zweiten Aspekt der vorliegenden Erfindung bezweckt sie, ausgehend von der bekannten Anordnung nach Wutz, deren Einfachheit beibehalten werden soll, eine temperaturkompensierte Pirani-Meßschaltung vorzuschlagen, deren Kompensation gar genauer ist, betrachtet über den Meßbereich, als die aus der genannten Patentschrift vorbekannte, wesentlich kompliziertere Kompensationsschaltung.

Zu diesem Zweck zeichnet sich die erfindungsgemäße Pirani-Meßschaltung nach dem Wortlaut von Anspruch 16 aus, bevorzugte Ausführungsvarianten nach den Ansprüchen 17 und 18.

Die Erfindung wird anschließend beispielsweise anhand von Figuren erläutert.

Es zeigen:

Fig. 1 in doppelt logarithmischer Darstellung, den Verlauf der einem Pirani-Vakuummeter zugeführten elektrischen Leistung  $Q_{EL}$  bei konstant gehaltener Temperatur in Abhängigkeit vom Druck  $p$  des Meßgases;

Fig. 2 schematisch, in einer Darstellung gemäß analoger Programmieretechnik, den grundsätzlichen Aufbau eines erfindungsgemäßen Wandlers, zur Erläuterung des erfindungsgemäßen Verfahrens;

Fig. 3 und 4 je bevorzugte Ausführungsformen eines erfindungsgemäßen Wandlers;

Fig. 5 schematisch, einen erfindungsgemäßen Meßkopf mit Sensor und integriertem erfindungsgemäßen Wandler;

Fig. 6 komplette Meßkopfschaltung mit erfindungsgemäßer Pirani-Meßschaltung.

Das Prinzip von Wärmeleitungs-Vakuummetern bzw. Pirani-Vakuummetern ist beispielsweise nach M. Wutz et al., "Theorie und Praxis der Vakuumtechnik", F. Vieweg & Sohn, 4. Aufl. (1988), S. 409 ff., bekannt.

Da die Wärmeleitung eines Gases Funktion des Gasdruckes ist, wird dabei die elektrische Heizleistung an einem Heizdraht einer Meßzelle gemessen, welche in das zu messende Gas eingetaucht wird, wobei die Drahttemperatur konstant gehalten wird. Da die Leistungsbilanz dann ausgeglichen ist, entspricht die zugeführte elektrische Leistung  $Q_{EL}$  der über Wärmeleitung abgeführten Leistung. Es ergibt sich bekanntlich die folgende Abhängigkeit zwischen zugeführter elektrischer Leistung  $Q_{EL}$  und zu messendem Gasdruck  $p$ :

$$Q_{EL} = \varepsilon \left( p_0 + \frac{p}{1 + g \cdot p} \right) \quad (1)$$

Es bedeuten darin weiter:

$\varepsilon$  die Empfindlichkeit der Meßzelle,

$g$  ein die Geometrie der Zellenanordnung berücksichtigender Faktor,

$p_0$  Störeffekte, welche einem Nulldruck  $p_0$  gleichzusetzen sind.

In Fig. 1 ist die Abhängigkeit der zugeführten elektrischen Leistung  $Q_{EL}$  vom Gasdruck  $p$  dargestellt.

Wird (1) nach dem Gasdruck  $p$  aufgelöst, so ergibt sich:

$$p = \frac{1}{g} \frac{Q_{EL} - \varepsilon p_0}{\varepsilon \left( p_0 + \frac{1}{g} \right) - Q_{EL}} \quad (2)$$

Wie durch asymptotische Betrachtung ohne weiteres ersichtlich, bezeichnen die Ausdrücke:

$\varepsilon p_0$  die bei sehr tiefen Drücken ( $p \ll 10^{-4}$  mbar) umgesetzte elektrische Leistung,

$\varepsilon (p_0 + 1/g)$  die bei hohen Drücken ( $p \gg 1$  bar) umgesetzte elektrische Leistung.

Die zugeführte elektrische Leistung  $Q_{EL}$  ergibt sich zu

$$Q_{EL} = \frac{U_D^2}{R_D} \quad (3)$$

wo  $U_D$  die über dem Meßdraht abfallende Spannung ist und  $R_D$  der elektrische Widerstand des Meßdrahtes im temperaturabgeglichenen Zustand;  
oder zu

$$5 \quad Q_{EL} = \frac{U^2}{4R_D} \quad (3a)$$

wenn, beispielsweise nach Wutz, S. 413,  $U$  die Ausgangsspannung der Brücke ist.

10 Es ergibt sich aus (2) mit (3) bzw. (3a):

$$p = \frac{1}{g} \frac{(U^2 - K_1)}{(K_2 - U^2)} \quad (4)$$

15 bzw., unter Berücksichtigung der obigen Ausführungen betreffs asymptotischen Verhaltens:

$$p = \frac{1}{g} \frac{U^2 - U_0^2}{U_\infty^2 - U^2} \quad (4a)$$

20

Es bedeuten:

$U$ : Ausgangsspannung der Pirani-Anordnung,

$U_0$ : deren asymptotischer Wert bei tiefen Drücken  $p$ ,

25  $U_\infty$ : deren asymptotischer Wert bei hohen Drücken  $p$ .

Da Abhängigkeiten, wie sie spezifisch für die Abhängigkeit der Gaswärmeleitung und des Gasdruckes in Fig. 1 dargestellt sind, grundsätzlich in der Technik auch andernorts, beispielsweise an nicht linearen Netzwerken, auftreten können und sich das nachfolgend beschriebene Prinzip auch in solchen Fällen eignet, um aus einer gemessenen Größe  $x$ , entsprechend  $U$  an der Vakuummeterzelle gemäß (4a), auf eine interessierende physikalische Größe  $y$ , entsprechend dem Druck  $p$  beim Vakuummeter, zu schließen, wird nachfolgend zu einer verallgemeinerten Schreibweise übergegangen, und es ergibt sich aus (4a) der Ausdruck:

30

$$y = k_1 \frac{x^2 - k_N^2}{k_z^2 - x^2} \quad (4b)$$

35

Dieser Ausdruck kann mit genügender Näherung ersetzt werden durch

$$40 \quad y \approx a \left\{ \frac{x - k_N}{k_z - x} \right\} \quad (5)$$

Wird (5) logarithmiert, so ergibt sich

(6)  $\ln y \approx \ln a + b [\ln(x - k_N) - \ln(k_z - x)]$  bzw.

45 (6a)  $\ln y = \text{prop.} [\ln(x - k_N) - \ln(k_z - x)] + \text{const.}$  bzw. mit der Spannung an einer Pirani-Vakuummeßzelle

6b)  $\ln p \approx \ln a' + b' [\ln(U - U_0) - \ln(U_\infty - U)]$  bzw.

6c)  $\ln p = \text{prop.} [\ln(U - U_0) - \ln(U_\infty - U)] + \text{const.}$

Dabei sind die Konstanten  $a'$  und  $b'$  abhängig von der Meßanordnung. Der Druck  $p$  bzw. die interessierende Größe  $y$  erscheint in einer logarithmischen Abhängigkeit von der Meßspannung  $U$  bzw. dem Meßsignal  $x$ , was erlaubt, einen außerordentlich weiten Bereich des Druckes bei vorgegebenem Ausgangssignalhub zu erfassen, analog zur Darstellung von Fig. 1.

In Fig. 2 ist die analoge Programmierung des Ausdruckes gemäß (6) bzw. (6b) dargestellt. In Fig. 2 sind sowohl die Pirani-Vakuummeter bezogenen Größen wie auch die verallgemeinerten verwendet.

55 An zwei Differenzbildnern 1 und 3 werden die beiden Differenzen, die nochmals zu logarithmieren sind, gemäß den Ausdrücken (6, 6b) gebildet.

Die Differenzsignale bzw. davon abhängige Signale werden je einer Funktionsgeneratoreinheit 5 bzw. 7 zugeführt. Die den erwähnten Differenzen entsprechenden Eingangssignale an Eingängen  $E_5$  bzw.  $E_7$  werden, gegebenenfalls entsprechend gewandelt, als Kollektorströme  $I_{C1}$  bzw.  $I_{C2}$ , je einem Bipolartransistor  $T_1$  bzw.  $T_2$  zugeführt und als Ausgangsgröße der Wandler 5 bzw. 7 an Ausgängen  $A_5$  bzw.  $A_7$ , ein Signal ausgewertet, welches proportional zur jeweiligen Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE1}$  bzw.  $U_{BE2}$  ist. Bekanntlich gilt zwischen Kollektorstrom und Basis-Emitter-Spannung an einem Bipolartransistor die Abhängigkeit:

$$65 \quad U_{BE} = \lambda^{-1} \cdot (\ln I_C - \ln I_S), \quad (7)$$

wobei bedeutet:

$$\lambda = \frac{e}{kT} \quad (7a)$$

mit e: Elementarladung,  
K: Boltzmann-Konstante,  
T: absolute Temperatur,  
und weiter bedeutet

$I_S$  den Kollektorsperrstrom.

Die beiden Basis-Emitter-Spannungs-abhängigen Signale werden entsprechend den Ausdrücken (6, 6a) an einer Überlagerungseinheit 9 überlagert und schließlich, wiederum entsprechend den erwähnten Ausdrücken, an einer Gewichtungseinheit 10 linear verstärkt. Mit dem an der Überlagerungseinheit 9 zusätzlich zugeführten Additivsignal wird einerseits, gemäß den Ausdrücken (5) und (6) die als optimal befundene Näherung beim Übergang von (4) auf (5) berücksichtigt, andererseits eine Sperrstromdifferenz. Mit dem an der Einheit 10 berücksichtigten multiplikativen Faktor wird einerseits der für die optimale Näherung geeignet gefundene Exponent b von (5) und andererseits  $\lambda$  berücksichtigt.

Die beiden zur Wandlung vorgesehenen Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  werden bevorzugterweise als aufeinander abgestimmtes Paar gewählt und thermisch eng gekoppelt, so daß sowohl Sperrströme wie auch Temperatur und damit  $\lambda$  im wesentlichen gleich sind.

Eine erste bevorzugte Realisation der Funktionswandlereinheit gemäß Fig. 2 ist in Fig. 3 dargestellt. Dem nicht invertierenden Eingang eines ersten Operationsverstärkers  $OP_1$  wird die Pirani-Meßbrückenspannung  $U$  bzw. das Meßsignal  $x$  zugeführt, dem invertierenden Eingang. Über den Widerstand  $R_0$ , die sich asymptotisch für große Druckwerte gemäß Fig. 1 einstellende Pirani-Spannung  $U_\infty$  bzw.  $kz$ . Der Operationsverstärker  $OP_1$  ist über einen ersten Bipolartransistor  $T_1$  gegengekoppelt, dessen Kollektor mit dem invertierenden Operationsverstärkereingang, dessen Emitter mit dem Ausgang des Operationsverstärkers verbunden ist. Seine Basis ist auf Masse bzw. Bezugspotential gelegt.

Einem zweiten Operationsverstärker  $OP_2$  wird, am invertierenden Eingang, die Spannung  $U_0$  zugeführt, entsprechend der asymptotisch vom Pirani-Meter bei sehr kleinen Drucken abgegebenen Spannung, während über einen weiteren Widerstand  $R_0$  die Pirani-Meßspannung  $U$  bzw. die Meßgröße  $x$  dem nicht invertierenden Eingang von  $OP_2$  zugeführt wird.

Zwischen nicht-invertierendem Eingang und Ausgang des Operationsverstärkers  $OP_2$  liegt die Basis-Kollektor-Strecke des Transistors  $T_2$ , dessen Emitter mit dem Emitter des Transistors  $T_1$  verbunden ist. Der Ausgang der Wandlerschaltung ist mit  $U_{OUT}$  bezeichnet.

Die gezeigte Schaltung arbeitet wie folgt:

Die rechte Stufe mit  $OP_1$ ,  $T_1$  gibt, mit  $\lambda_1$  sowie  $I_{S1}$  für Transistor 1, in bekannter Art und Weise, wie beispielsweise aus Miklos Herpy, "Analoge integrierte Schaltungen", Franzis Verlag, München, S. 307, bekannt, eine Ausgangsspannung. Mit Bezug auf Bezugspotential ab, welche sich ergibt zu

$$U_{O1} = \lambda_1^{-1} (\ln(U_\infty - U) - (\ln R_0 + \ln I_{S1})), \quad (8)$$

und die gleich der Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE1}$  ist.

Unter Berücksichtigung, daß für die Differenzspannung  $\Delta$  an  $OP_2$  gilt:

$$\Delta = U - I_{C2}R_0 - U_0, \quad (9)$$

weiter für die Ausgangsspannung der Schaltung, die gleich der Ausgangsspannung des zweiten Operationsverstärkers  $OP_2$  ist, gilt:

$$U_{OUT} = G \cdot \Delta, \quad (10)$$

wobei  $G$  die open-loop-Verstärkung des Operationsverstärkers  $OP_2$  bezeichnet, und daß weiter die beiden operationsverstärker/Transistorstufen über die Gleichung

$$U_{BE2} = U_{OUT} + U_{O1} \quad (11)$$

verbunden sind, so ergibt sich aufgrund der hohen open-loop-Verstärkung  $G$  eine Ausgangsspannung

$$U_{OUT} = \lambda^{-1} (\ln(U - U_0) - \ln(U_\infty - U)), \quad (12)$$

sofern gilt:

$$\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda I_{S1} = I_{S2}. \quad (12)$$

Dabei können unterschiedliche Sperrströme  $I_S$  der beiden Transistoren  $T_1$  und  $T_2$ , wie gestrichelt in Fig. 3 an  $R_0$  der linken Stufe eingetragen, durch Abgleich der beiden Widerstände  $R_0$  kompensiert werden.

Vergleich des Ausdruckes (12) für die Ausgangsspannung der Wandlereinheit nach Fig. 3 mit Ausdruck (6a) bzw. (6c) zeigt, daß bis auf einen linearen Verstärkungsfaktor und eine additive Konstante die Ausgangsspannung  $U_{OUT}$  der besagten Wandlerschaltung logarithmisch von dem mit der Pirani-Meßanordnung gemessenen

Gasdruck  $p$  abhängig ist, der Logarithmus der Ausgangsspannung ist dem zu messenden Druck proportional.

In Fig. 4 ist eine weitere, heute bevorzugte Wandler-schaltung dargestellt. Wiederum ist in dieser Schaltung sowohl als Meßsignal die Ausgangsspannung  $U$  der Pirani-Brücke dargestellt wie auch, verallgemeinert, das Meßsignal  $x$ . Bei dieser Wandlerkonfiguration wird das Meßsignal bzw. die Meßspannung  $U$  über einen Widerstand  $R_0$  dem nicht invertierenden Eingang eines Operationsverstärkers OP zugeführt, dessen invertierendem Eingang der asymptotisch bei kleinen Drücken eingenommene Spannungswert  $U_0$  zugeführt wird. Der Ausgang des Operationsverstärkers OP ist über die Basis-Kollektor-Strecke eines Bipolartransistors  $T_3$  auf den nicht invertierenden Eingang dieses Verstärkers rückgeführt, der Emitter des Transistors  $T_3$  ist mit demjenigen eines weiteren Transistors  $T_4$  verbunden.

Basis und Kollektor des Transistors  $T_4$  sind auf Bezugspotential, wie dargestellt auf Masse, gelegt. Eine abstimmbare Gleichstromquelle  $Q$  ist zwischen den verbundenen Emittern der Transistoren  $T_3$  und  $T_4$  und Bezugspotential geschaltet. Der Quellenstrom  $I_0$  ist auf den Wert

$$I_0 = \frac{U_\infty - U_0}{R_0} \quad (14)$$

abgeglichen. Für die Differenzspannung  $\Delta$  am Operationsverstärkereingang gilt weiterhin Ausdruck (9), ebenso gilt für die Ausgangs Spannung  $U_{OUT}$  und die beiden Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren  $T_3$  und  $T_4$  weiterhin (11).

Es ergibt sich unter Berücksichtigung von (14) wiederum die Ausgangsspannung gemäß (12), mit (13).

Mit der heute bevorzugten Anordnung gemäß Fig. 4, eingesetzt zur Auswertung der Pirani-Vakuummeter-Ausgangsspannung  $U$ , wurden in einem Druckbereich von  $10^{-3}$  mbar bis  $10^3$  mbar, d. h. über sechs Dekaden, eine Genauigkeit des Wandlerausgangssignals, bezogen auf den Druckwert, im Vergleich mit dem jeweils eingestellten Gasdruck  $p$  von ca.  $\pm 10\%$  erreicht. In Anbetracht des extrem großen Meßbereiches ist diese Genauigkeit, mit den einfachen vorgeschlagenen Mitteln erreicht, verblüffend.

Das vorgeschlagene Vorgehen und insbesondere die bevorzugterweise eingesetzten Wandler-schaltungen gemäß den Fig. 3 und 4 bzw. auch andere sich dem Fachmann nun eröffnende Möglichkeiten, das Vorgehen nach Fig. 2 zu realisieren, ergibt, aufgrund des geringen elektronischen Schaltungsaufwandes, die Möglichkeit, den Funktionswandler direkt in einen Meßkopf bzw. Meßwertaufnehmer zur Erfassung der Meßgröße  $x$  einzubauen bzw., im hier spezifisch angesprochenen Fall, direkt einen Sensor mit mindestens einer Pirani-Vakuummeterzelle bzw. einer Pirani-Vakuummeter-Meßzellenbrücke, mit einem Wandler zu einem Vakuummeter-Meßkopf zu integrieren.

Ein solcher Meßkopf ist in Fig. 5 schematisch dargestellt.

Ein Meßkopfgehäuse 20 mit einem Meßrohr 21 mündet an einem Vakuumflansch 22 aus. Im Meßrohr 21 ist das Pirani-Element 24 angeordnet, gebildet durch ein Außenrohr 26 und den Pirani-Meßdraht 27. Außerhalb des thermisch leitenden, thermisch weitgehend isoliert, im Gehäuse 20 montierten Rohres 26 ist ein Temperaturkompensationselement 28 angeordnet, elektrisch Teil der Wheatstone-Brückenelemente, welche, abgesehen vom Pirani-Heizdraht, auf einer Elektronikplatine 30 montiert sind.

Schematisch dargestellt bei 32 ist der Kühlkörper für die verwendeten, anhand von Fig. 3 bzw. 4 beschriebenen Transistoren. Der Meßkopf wird über einen Steckeranschluß 34 mit einem Anschluß 36 zum Anzeigergerät oder Meßrechner verbunden. Auf der Elektronikplatine 30 ist nebst der erwähnten Meßbrücke der erfindungsgemäße Wandler in bevorzugter Ausführungsform gemäß den Fig. 3 oder 4, bei der heutigen Ausführungsform gemäß Fig. 4, aufgebaut.

In Fig. 6 ist die Schaltung einerseits der erfindungsgemäßen Pirani-Meßschaltung gestrichelt umrandet und mit I bezeichnet dargestellt, weiter, ebenso umrandet und mit II bezeichnet, die Schaltung des Wandlers gemäß Fig. 4. Bezüglich des Wandlerblockes II sind dieselben Bezugszeichen verwendet, wie sie in Fig. 4 verwendet wurden.

Die Wheatstone-Meßbrücke umfaßt das Pirani-Element 38 im einen Brücken-zweig, die Widerstände  $R_1$ ,  $R_3$ ,  $R_2$ , ein temperaturabhängiges weiteres Element, wie dargestellt in Form des PTC-Widerstandselementes. Letzteres ist mit dem Pirani-Element 38 thermisch eng gekoppelt und entspricht dem Element 28 von Fig. 5.

Die Meßspannung wird durch einen als Differenzverstärker betriebenen Operationsverstärker  $OP_{pi}$  an der einen Meßbrückendiagonale abgegriffen, das Ausgangssignal des Operationsverstärkers  $OP_{pi}$  ist als Brückenbetriebsspannung an die zweite Brückendiagonale gelegt. Mit C sind Stabilisierungskapazitäten bezeichnet.

Der Meßbrücken-zweig mit dem PTC-Element weist einen Zwischenabgriff auf. Zwischen letzterem und demjenigen Brückenpunkt, an welchem das Pirani-Element und der Widerstand  $R_1$  angeschlossen sind, ist eine Spannungsquelle mit Referenzspannung  $U_{ref1}$  angeschlossen, mit den Anschlußpunkten je über Widerstände  $R$  verbunden. Bei Zimmertemperatur sind die Widerstände des Pirani-Meßdrahtes einerseits und von  $R_1$  im wesentlichen gleich, ebenso die Widerstandswerte von  $R_3$  und die Summe von PTC und  $R_2$ .

Wie ersichtlich, wird damit eine höchst einfache Brückenschaltung realisiert, mit einem einzigen temperaturabhängigen Kompensationsschalt-element und der Abgleichmöglichkeit an  $U_{ref1}$ . Selbstverständlich kann anstelle eines PTC-Elementes, im Brücken-zweig mit  $R_3$  ein NTC-Element vorgesehen werden.

Die Wandlerstufe II entspricht der bereits anhand von Fig. 4 erläuterten, abgesehen vom wesentlichen zusätzlichen Merkmal, daß zwischen den beiden Basen von  $T_3$  und  $T_4$  ein weiterer PTC geschaltet und auf eine weitere Referenzspannung  $U_{ref2}$  gelegt ist, welches PTC-Element thermisch eng mit den Transistoren  $T_3$ ,  $T_4$  gekoppelt ist. Unterschiede der Transistoren  $T_3$ ,  $T_4$  bezüglich Sperrströme und  $\lambda$  werden damit kompensiert.

## Patentansprüche

1. Verfahren zur Wandlung eines gemessenen Signals ( $x$ , U), welches mindestens in erster Näherung wie folgt mit einer interessierenden Größe ( $y$ , p) zusammenhängt:

$$(a) y = k_1 \frac{x^2 - k_N^2}{k_z^2 - x^2}$$

wobei bezeichnen:

y: interessierende Größe,

x: gemessenes Signal,

k: Konstante,

in ein von der interessierenden Größe ( $y$ ) abhängiges Signal, dadurch gekennzeichnet, daß genähert gesetzt wird:

$$(b) \ln y = \text{prop. } \{[\ln(x - k_N) - \ln(k_z - x)]\},$$

wobei prop. "proportional" bedeutet,

und diese Funktion, durch Einsatz mindestens zweier Bipolartransistoren und Ausnützung der Abhängigkeit ihrer Basismitterspannungen von ihren Kollektorströmen zum Erhalt eines Ausgangssignals nach

$$(c) y' = \ln y,$$

worin  $y'$  das Ausgangssignal ist,

genähert realisiert wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die beiden Transistoren thermisch eng gekoppelt werden.

3. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß unterschiedliche Sperrströme der Transistoren abgeglichen werden.

4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß durch die Wahl einer multiplikativen Konstanten und einer weiteren, additiven Konstanten, unter Berücksichtigung der Abhängigkeit zwischen der interessierenden Größe  $y$  und der gemessenen  $x$  an einem Meßwertaufnehmer, die Näherung von (b) an (a) optimiert wird.

5. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß das Meßsignal die Ausgangsspannung einer Pirani-Vakuummeteranordnung ist und:

$k_N$  die asymptotisch, bei Druckverkleinerung eines Meßgases, von der Anordnung abgegebene Spannung ist und

$k_z$  die asymptotisch für hohe Druckwerte abgegebene Spannung.

6. Wandler zur Wandlung eines gemessenen Signals ( $x$ ), welches mindestens genähert wie folgt mit einer interessierenden Größe zusammenhängt:

$$(a) y = k_1 \cdot \frac{x^2 - k_N^2}{k_z^2 - x^2}$$

worin bedeuten:

y: interessierende Größe,

x: gemessenes Signal,

k: Konstante,

dadurch gekennzeichnet, daß mindestens zwei Wandler-Bipolartransistoren vorgesehen sind, daß ihren Kollektoren je ein Strom proportional zu

$$(x - k_N) \text{ sowie}$$

$$(k_z - x)$$

zugeführt wird und die resultierenden Basismitterspannungen der Transistoren zur Bildung eines Ausgangssignals

$$\ln y = \text{prop. } \{\ln(x - k_N) - \ln(k_z - x)\}$$

voneinander subtrahiert werden.

7. Wandler nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß er in Analogtechnik aufgebaut ist.

8. Wandler nach einem der Ansprüche 6 oder 7, dadurch gekennzeichnet, daß der eine Transistor ( $T_1$ ) mit seiner Emitter-Kollektor-Strecke in den Rückkopplungspfad eines Operationsverstärkers ( $OP_1$ ) geschaltet ist.

9. Wandler nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß der zweite Transistor ( $T_2$ ) mit seiner Kollektor-

Basis-Strecke zwischen Ausgang und nicht invertierendem Eingang eines weiteren Operationsverstärkers (OP<sub>2</sub>) geschaltet ist und daß die beiden Emitter der Transistoren (T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub>) verbunden sind und der Wandlerausgang (U<sub>OUT</sub>) mit dem Ausgang des zweiten Operationsverstärkers (OP<sub>2</sub>) verbunden ist.

5 10. Wandler nach einem der Ansprüche 6 oder 7, dadurch gekennzeichnet, daß der eine Transistor (T<sub>3</sub>) mit seiner Kollektor-Basis-Strecke an einem Operationsverstärker (OP) einen Rückführungspfad vom Ausgang an den Eingang bildet.

11. Wandler nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß der zweite Transistor (T<sub>4</sub>) mit Kollektor und Basis auf Bezugspotential gelegt sind, die Emitter der beiden Transistoren (T<sub>3</sub>, T<sub>4</sub>) verbunden sind und der Verbindungspunkt mit einer vorzugsweise abgleichbaren Stromquelle (Q) auf Bezugspotential gelegt ist.

10 12. Wandler nach einem der Ansprüche 6 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß zur Kompensation der Temperaturabhängigkeit der Transistoren (T<sub>3</sub>, T<sub>4</sub>) ein weiteres temperaturabhängiges Schaltelement vorgesehen ist, das mit mindestens einem der Transistoren thermisch gekoppelt ist, vorzugsweise ein PTC- oder NTC-Widerstandselement.

13. Meßanordnung mit einem Sensor für eine aufzunehmende interessierende Größe, der ein Meßsignal (x) abgibt, dadurch gekennzeichnet, daß er mit einem Wandler nach einem der Ansprüche 6 bis 12 verbunden ist.

14. Anordnung nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, daß der Wandler und der Sensor in einem Meßwertaufnehmer integriert sind.

15. Anordnung nach einem der Ansprüche 13 oder 14, dadurch gekennzeichnet, daß der Sensor mindestens einen Pirani-Vakuummeter umfaßt.

20 16. Pirani-Meßschaltung mit einer Brückenschaltung mit dem Pirani-Element (38), dadurch gekennzeichnet, daß ein Brückenweig (PTC, R<sub>2</sub>) einen Zwischenabgriff aufweist und daß über Widerstandselemente (R) eine Spannung (U<sub>ref1</sub>) zwischen einem mit dem Pirani-Element verbundenen Brückenpunkt und dem Zwischenabgriff geschaltet ist und weiter in der Brücke ein Temperaturkompensationselement (PTC) vorgesehen ist.

25 17. Meßschaltung nach Anspruch 16, dadurch gekennzeichnet, daß die Temperaturkompensation mittels nur eines temperaturabhängigen Elementes, vorzugsweise eines PTC- oder NTC-Widerstandselementes, in der Brücke erfolgt, welches mit dem Pirani-Element (38) thermisch gekoppelt ist.

30 18. Meßschaltung nach einem der Ansprüche 16 oder 17, dadurch gekennzeichnet, daß über der einen Diagonale der Meßbrücke ein Differenzverstärker geschaltet ist, dessen Ausgangsspannung an der zweiten Diagonale der Meßbrücke liegt.

Hierzu 5 Seite(n) Zeichnungen



- Leerseite -

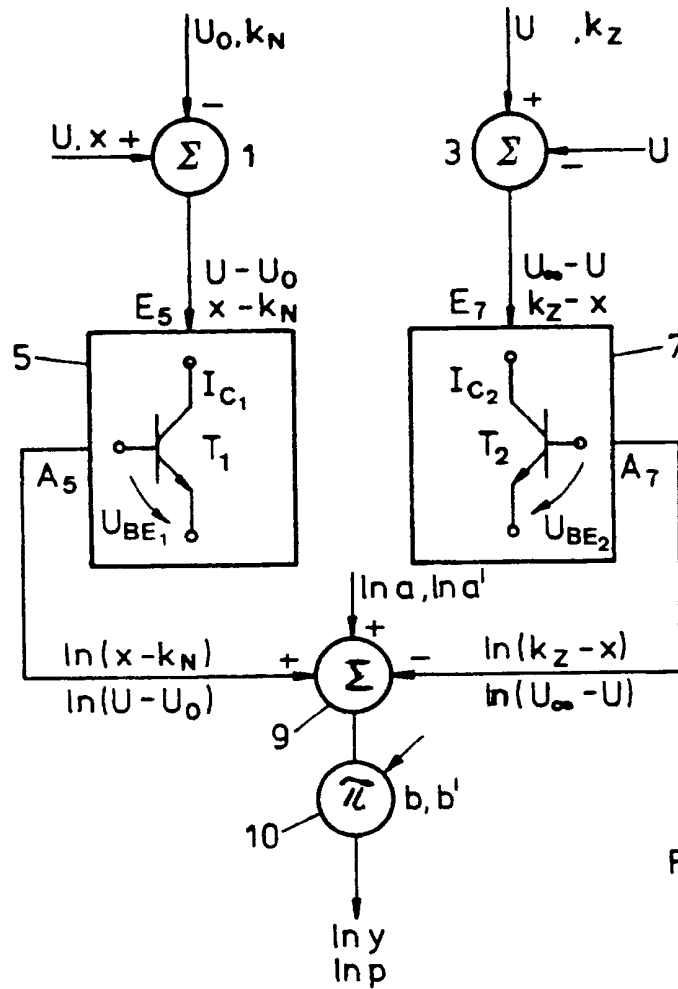


FIG. 2

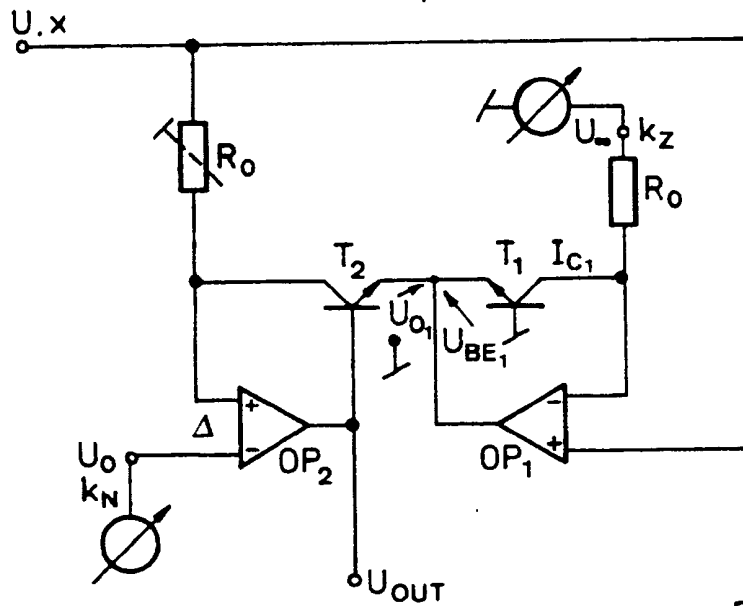


FIG. 3

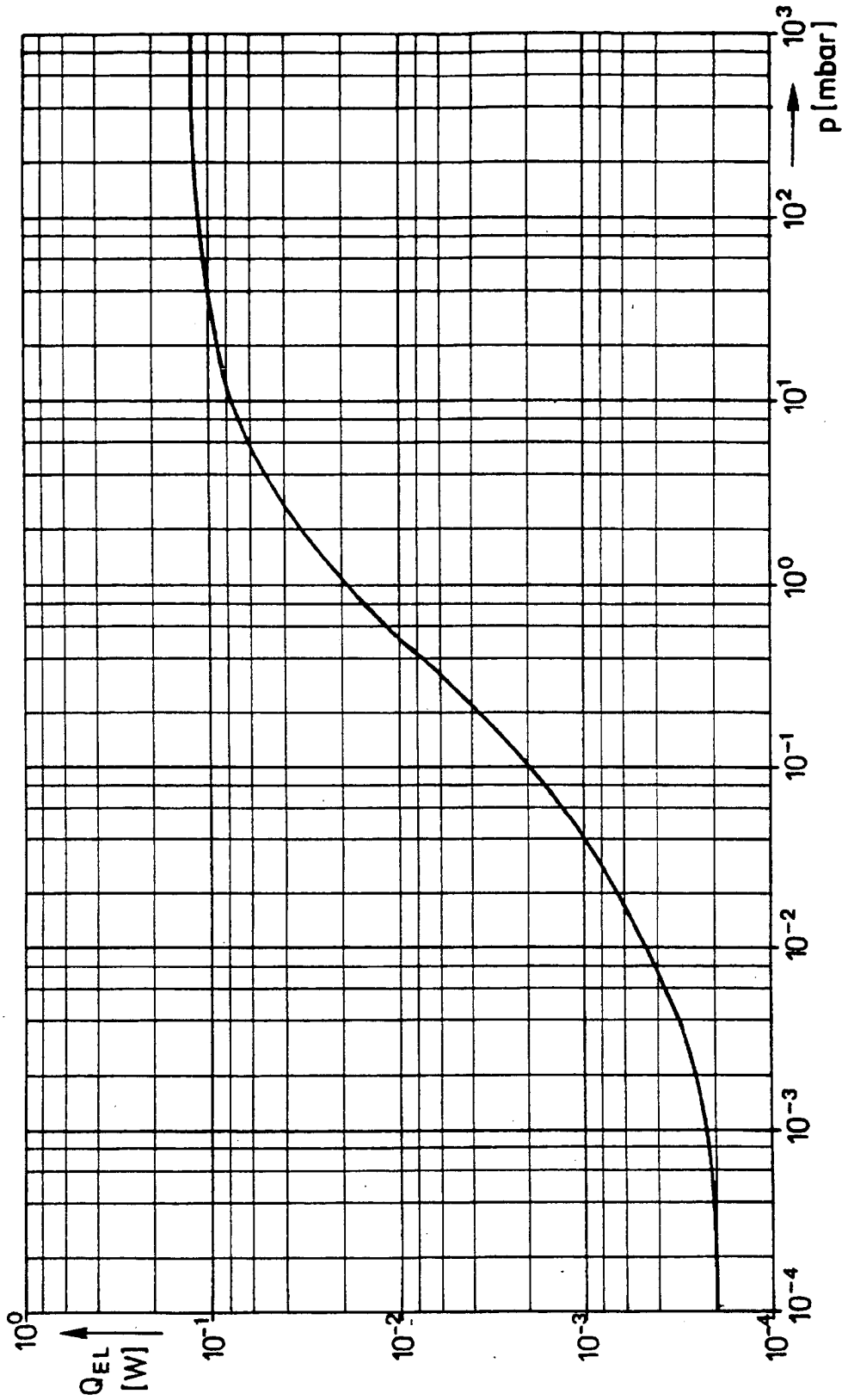


FIG.1

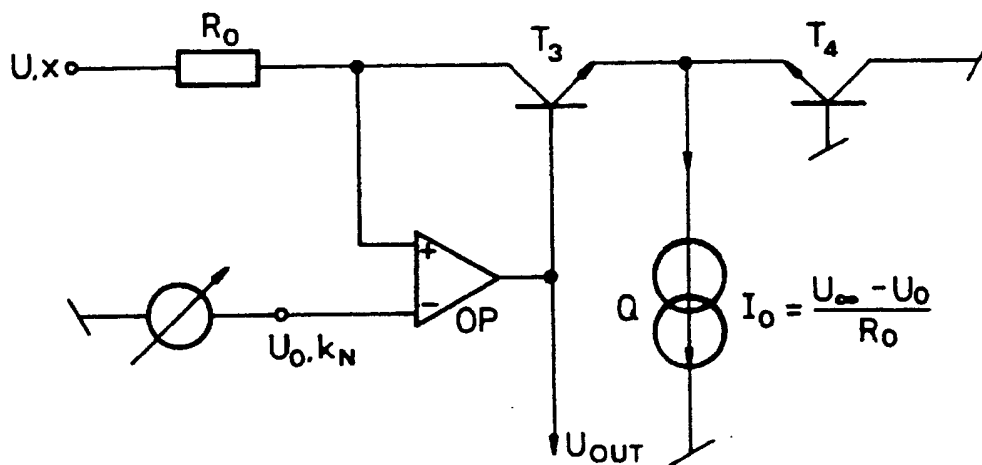


FIG.4

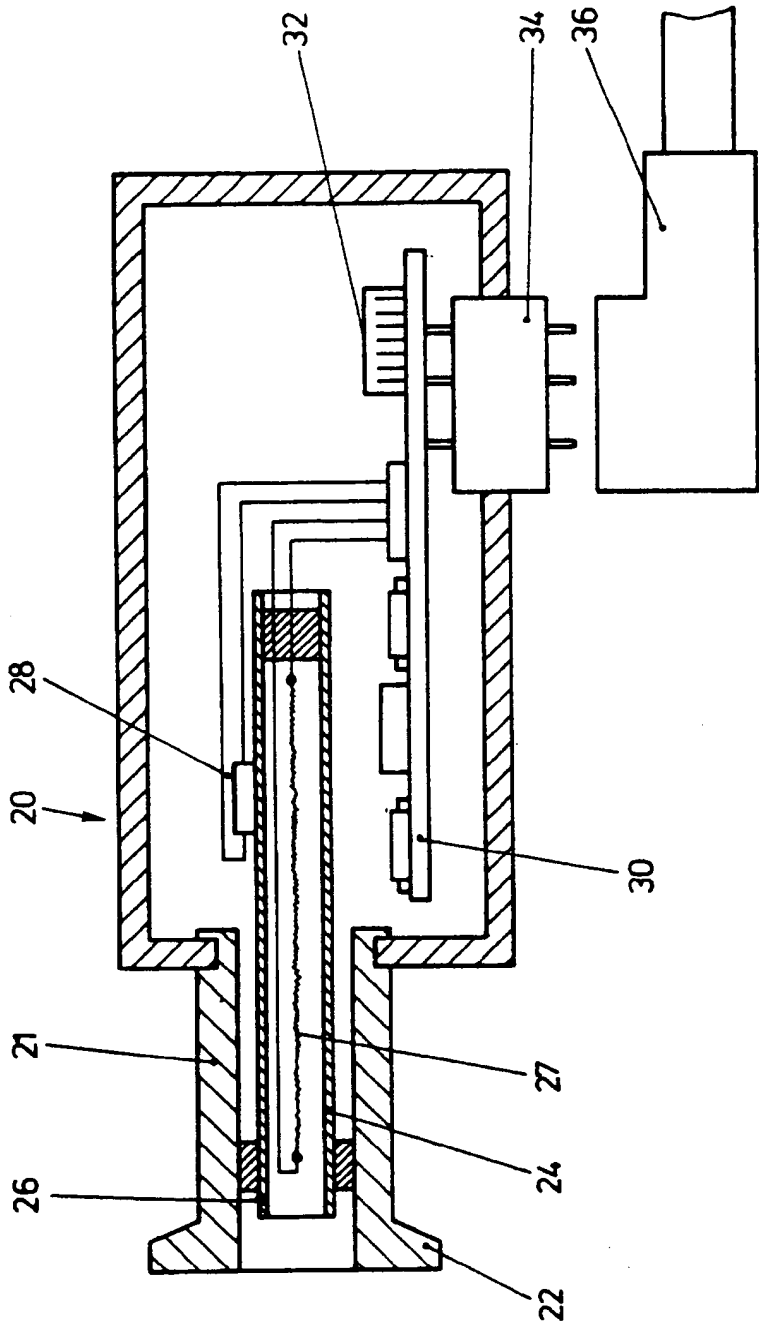


Fig. 5

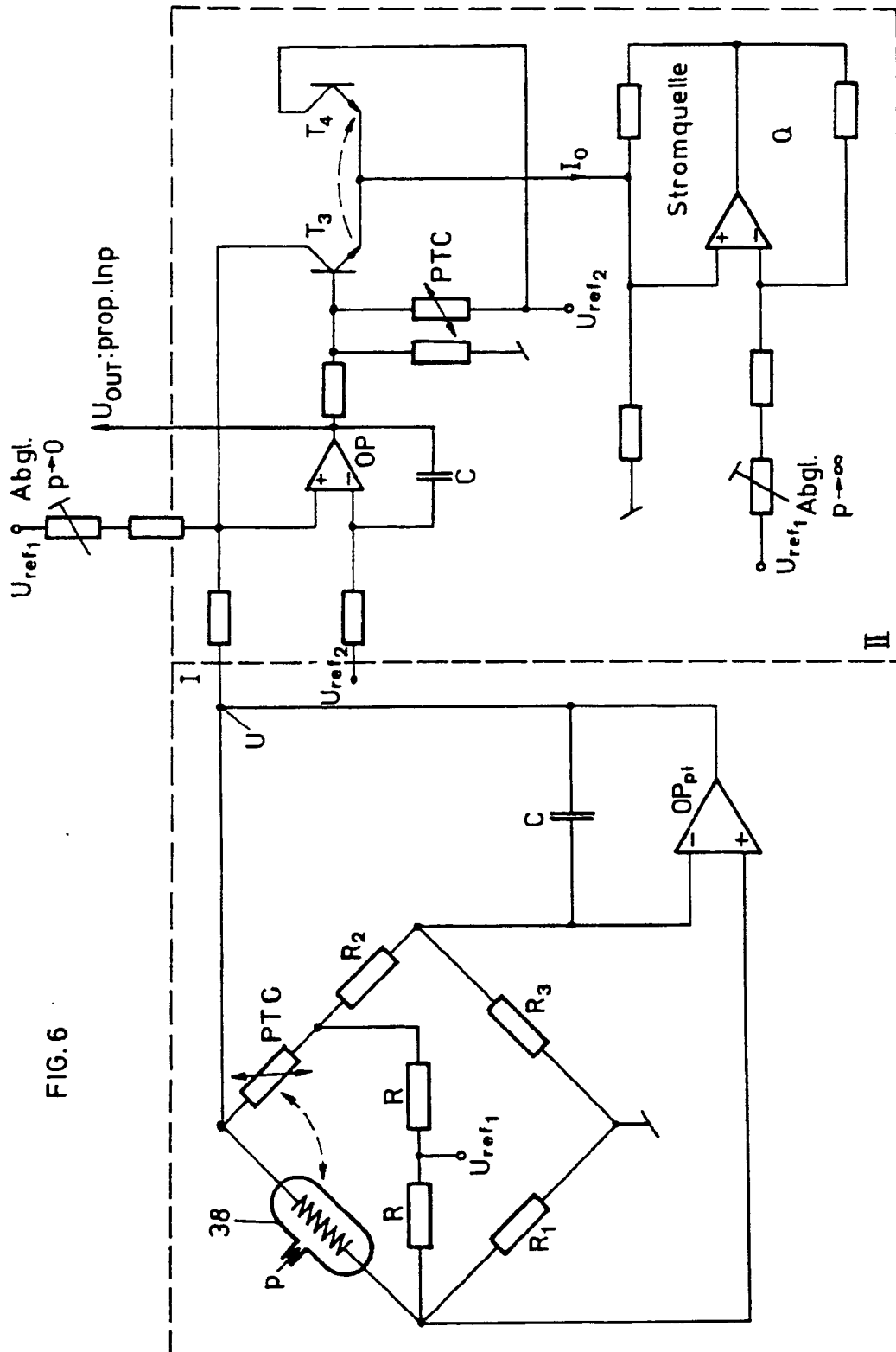


FIG. 6